

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2002-044051

(43)Date of publication of application : 08.02.2002

(51)Int.Cl.

H04J 11/00
H04B 7/06
H04B 7/08

(21)Application number : 2001-151779

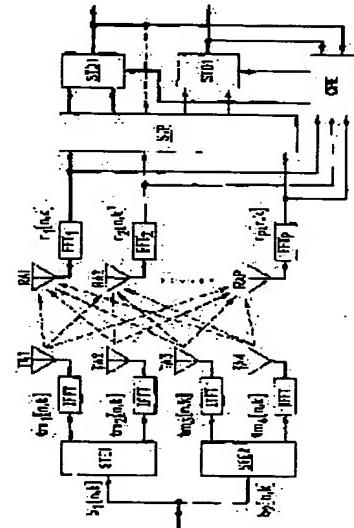
(22)Date of filing : 22.05.2001

(71)Applicant : AT & T CORP

(72)Inventor : LI YE

SOLLENBERGER NELSON RAY
WINTERS JACK HARRIMAN

(30)Priority

Priority number : 2000 206182 Priority date : 22.05.2000 Priority country : US
2001 791523 23.02.2001 US**(54) MIMO OFDM SYSTEM****(57)Abstract:****PROBLEM TO BE SOLVED:** To provide a MIMO OFDM system which uses an independent space-time code for each of many transmission antenna sets.**SOLUTION:** The MIMO OFDM system is provided with a plurality of space-time encoders for encoding each data block assigned with an independent space-time code. Converted data block signals are transmitted by a plurality of transmission antennas, and then are received by a plurality of receiving antennas. Prior to the maximum likelihood estimation, the received data is subjected to a prewhitening process. In one example of implementation, the performance of the system can be improved by using continuous interference offset. Channel parameter estimators can be improved by weighting estimated values of channel impulse response based on the deviation from the mean.**LEGAL STATUS**

[Date of request for examination] 04.07.2001

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

(19)日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開2002-44051

(P2002-44051A)

(43)公開日 平成14年2月8日(2002.2.8)

(51)Int.Cl.⁷

H 04 J 11/00
H 04 B 7/06
7/08

識別記号

F I

マークコード^{*}(参考)

H 04 J 11/00
H 04 B 7/06
7/08

Z 5K022
5K059
D

審査請求 有 請求項の数17 OL (全 14 頁)

(21)出願番号 特願2001-151779(P2001-151779)
(22)出願日 平成13年5月22日(2001.5.22)
(31)優先権主張番号 60/206182
(32)優先日 平成12年5月22日(2000.5.22)
(33)優先権主張国 米国(US)
(31)優先権主張番号 09/791523
(32)優先日 平成13年2月23日(2001.2.23)
(33)優先権主張国 米国(US)

(71)出願人 390035493
エイ・ティ・アンド・ティ・コーポレーション
AT&T CORP.
アメリカ合衆国 10013-2412 ニューヨーク ニューヨーク アヴェニュー オブジ アメリカズ 32
(72)発明者 イー・リー
アメリカ合衆国 07733 ニュージャージィ, ホルムデル, ムルベリー レーン 8
(74)代理人 100064447
弁理士 岡部 正夫 (外11名)

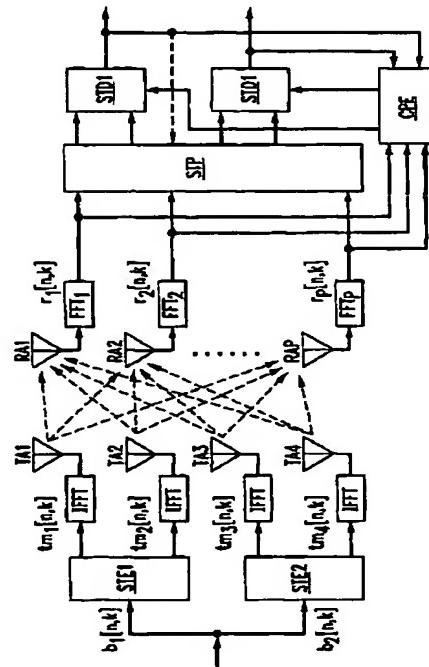
最終頁に続く

(54)【発明の名称】 MIMO OFDMシステム

(57)【要約】

【課題】 多数の送信アンテナセットに対して、独立した空間-時間符号を用いるMIMO OFDMシステムを提供する。

【解決手段】 MIMO OFDMシステムは、独立した空間-時間符号を有する各データブロックを符号化するための複数の空間-時間符号化器を備える。変換されたデータブロック信号は、複数の送信アンテナによって送信され、複数の受信アンテナによって受信される。受信されたデータは、最尤検出を行う前に、事前白色化が行われる。一実施形態では、連続干渉相殺を用いて、システム性能を改善することができる。チャネルパラメータ推定は、平均から偏差に基づいてチャネルインパルス応答推定値を重み付けすることにより改善することができる。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 MIMO OFDM通信のための方法であって、

第1のデータブロックを第1の複数の符号化された信号に符号化するステップと、

第2のデータブロックを第2の複数の符号化された信号に符号化するステップと、

前記第1の複数の符号化された信号と前記第2の複数の符号化された信号とをそれぞれ、各送信アンテナにおいて送信するステップと、

前記送信された信号を複数の受信アンテナにおいて受信するステップと、

前記第1のデータブロック信号および前記第2のデータブロック信号それぞれの場合の前記受信信号を事前白色化するステップと、

前記事前白色化された受信信号それぞれにおいて、最尤検出を実行するステップと、

前記受信信号において連続干渉相殺を実行するステップとを有する方法。

【請求項2】 CRC符号を用いて、前記連続干渉相殺を実行するステップをさらに含む請求項1に記載の方法。

【請求項3】 MMSEレベルを用いて、前記連続干渉相殺を実行するステップをさらに含む請求項1に記載の方法。

【請求項4】 チャネル遅延応答推定値を重み付けするステップをさらに含む請求項1に記載の方法。

【請求項5】 各遅延に対する平均チャネル応答推定値からの偏差に基づいて前記チャネル遅延応答推定値を重み付けするステップをさらに含む請求項4に記載の方法。

【請求項6】 チャネル応答推定値を重み付けすることにより、チャネルのMMSEを最小にするステップをさらに含む請求項1に記載の方法。

【請求項7】 MIMO OFDM通信のための方法であって、

第1のデータブロックを、第1および第2の符号化された信号を生成する第1の空間一時間符号化器に供給するステップと、

前記第1の符号化された信号を第1の送信アンテナから送信するステップと、

前記第2の符号化された信号を第2の送信アンテナから送信するステップと、

第2のデータブロックを、第3および第4の符号化された信号を生成する第2の空間一時間符号化器に供給するステップであって、前記第1、前記第2、前記第3および前記第4の各符号化された信号は各OFDMブロックを形成するステップと、

前記第3の符号化された信号を第3の送信アンテナから送信するステップと、

前記第4の符号化された信号を第4の送信アンテナから送信するステップと、

前記第1、前記第2、前記第3および前記第4の符号化された信号を、複数の受信アンテナにおいて受信するステップと、

前記第1のデータブロック信号のための受信信号を事前白色化するステップと、

前記事前白色化された第1のデータブロック信号において最尤復号化を実行するステップと、

前記第2のデータブロック信号のための受信信号を事前白色化するステップと、

前記事前白色化された第2のデータブロック信号において最尤復号化を実行するステップと、

前記復号化された第1のデータブロックが前記復号化された第2のデータブロックより高い信号品質を有するとき、前記受信信号を再生成し、前記受信信号から前記第1のデータブロック信号を除去し、前記第2のデータブロック信号を再復号化するステップとを有する方法。

【請求項8】 前記信号品質はMMSEに基づく請求項7に記載の方法。

【請求項9】 前記復号化された第1のデータブロックに復号化誤差が含まれず、前記第2のデータブロック信号に復号化誤差が含まれるとき、前記受信信号を再生成し、前記受信信号から前記第1のデータブロック信号を除去し、前記第2のデータブロック信号を再復号化するステップをさらに含む請求項7に記載の方法。

【請求項10】 ビタビ復号化を用いるステップをさらに含む請求項7に記載の方法。

【請求項11】 独立した空間一時間符号を用いて、前記第1および前記第2のデータブロック信号を符号化するステップをさらに含む請求項7に記載の方法。

【請求項12】 前記第1および前記第2のデータブロック信号のMMSE修復を行うステップをさらに含む請求項7に記載の方法。

【請求項13】 前記複数の受信アンテナは、少なくとも4本の受信アンテナを含む請求項7に記載の方法。

【請求項14】 チャネル遅延プロファイル情報に基づいて、チャネル応答推定値を重み付けするステップをさらに含む請求項7に記載の方法。

【請求項15】 推定されたチャネル応答の重み付きDFTを実行するステップをさらに含む請求項7に記載の方法。

【請求項16】 前記受信アンテナにわたって平均されたチャネル応答推定値の電力に対する雑音電力の比を1に加えた和の逆数に相当する重み付けファクタを計算するステップをさらに含む請求項7に記載の方法。

【請求項17】 MIMO OFDM通信のための方法であって、

第1のデータブロックを第1の複数の符号化された信号に符号化するステップと、

第2のデータブロックを第2の複数の符号化された信号に符号化するステップと、

前記第1および前記第2の複数の各符号化された信号を、各送信アンテナにおいて送信するステップと、前記送信された信号を複数の受信アンテナにおいて受信するステップと、

前記第1および前記第2のデータブロック信号を復号化するステップと、

平均からの偏差に基づいて、チャネル応答推定値を重み付けすることにより、チャネルパラメータを推定するステップとを有する方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は全般に通信システムに関し、より詳細には、直交周波数分割多重化(OFDM)通信システムに関する。

【0002】

【従来の技術】高データ速度でのワイヤレスアクセスが多くの応用形態によって要望されている。従来から、より速いデータ速度で伝送するためには、より広い帯域幅が必要とされる。しかしながら、スペクトルには制限があるため、帯域を広げるための技術は多くの場合に、実用的ではなく、かつ/またはコストがかかる。

【0003】1つの知られているシステムでは、多数の送信アンテナおよび受信アンテナを用いて、スペクトル効率のよいデータ伝送を行っている。多数の送信アンテナを用いて、送信ダイバーシティを行ったり、あるいは多入力多出力(MIMO)チャネルを形成したりすることができます。また、多数の送信アンテナは、ワイヤレスシステムにおいてダイバーシティを提供するためにも用いられている。送信ダイバーシティは、線形変換に基づいて、あるいは空間一時間符号化によって行うことができる。特に、空間一時間符号化は、符号効率が高いことを特徴としており、直交周波数分割多重化(OFDM)システムの効率および性能を改善することができる。多数の送信および受信アンテナを用いて、MIMOチャネルを形成する場合には、システム容量をさらに改善することができる。フラットレーリフェージングあるいは狭帯域チャネルを有する1入力1出力(SISO)システムと比較すると、MIMOシステムは、送信アンテナおよび受信アンテナの数のうちの最小値の倍数だけ容量を改善することができる。

【0004】図1は、データの送信サブシステムおよび受信サブシステムを含む従来のOFDMシステム10を示す。符号化サブシステム12は、データ源からのバイナリデータを符号化する。符号化されたデータは、インターリーブサブシステム14によってインターリーブされ、その後、マッピングサブシステム16によって、多振幅多相コンスタレーションシンボルにマッピングされる。ある特定の実施形態では、多振幅多相コンスタレー

ションシンボルは4相位相変調(QPSK)シンボルを含む。その後、リモートサブスクライバユニット受信機においてチャネルを推定するためのバイロット信号を、バイロット挿入サブシステム18によって挿入することができる。シリアル/パラレル変換サブシステム20は、シリアルデータストリームを、逆高速フーリエ変換(IFT)サブシステム22に供給されるパラレルデータストリームに変換する。

【0005】変換されたデータは、パラレル/シリアル変換器24によってシリアルデータストリームに変換される。サブシステム26によって巡回拡大およびウインドウ処理を加えることができ、その後、DAC28によってデジタル/アナログ変換され、アンテナシステム30によって送信される。OFDMシステムの受信部32は、受信したOFDM信号からデータを抽出するため、同じように対応する構成要素を備える。

【0006】図2に示されるように、知られているOFDMシステム10は、複数のサブスクライバ50を有する、重複する直交マルチキャリア変調技術を用いる。図3は、サブキャリアの直交特性を示す。より具体的には、1つのOFDMデータシンボルの4つのサブキャリア60はそれぞれ、インターバルTにおいて、ある整数のサイクルを有する。隣接するサブキャリア間のサイクル数は1だけ異なる。

【0007】1つの知られているOFDM送信システムでは、帯域幅が広くなると、空間一時間プロセッサの複雑さが増し、推定されるチャネルパラメータを用いて空間一時間プロセッサを構成するとき、その空間一時間プロセッサの性能が著しく劣化する。

【0008】それゆえ、信号検出を改善したMIMO OFDMシステムを提供することが望まれるであろう。さらに、チャネルパラメータ推定の精度を高めることが望まれるであろう。

【0009】

【発明が解決しようとする課題】本発明の目的は、多数の送信アンテナセットに対して、独立した空間一時間符号を用いるMIMO OFDMシステムを提供することである。受信機は、事前白色化し、その後最尤復号化を用いて空間一時間符号を復号化する。この構成を用いる場合、MIMO OFDMシステムは、スペクトル効率のよい広帯域幅の通信を提供する。MIMO OFDMシステムは、チャネル遅延プロファイル推定値を判定し、かつそれを用いて、より正確なチャネルパラメータ推定を達成する。

【0010】

【課題を解決するための手段】本発明の一態様では、MIMO OFDM通信システムは、複数の送信アンテナおよび複数の受信アンテナを含む。第1および第2のデータブロックはそれぞれ、第1および第2の各空間一時間エンコーダによって2つの信号に変換される。4つの

各合成信号は、各送信アンテナによって送信されるOFDMブロックを形成する。各受信アンテナは、4つの送信されたOFDMブロックの重ね合わせである信号を受信する。第1のデータブロックのための符号化された信号を検出し、かつ復号化する際に、第2のデータブロックのための符号化された信号は、干渉信号として取り扱われる。同様に、第2のデータブロックのための符号化された信号を検出し、かつ復号化する際に、第1のデータブロックのための符号化された信号は、干渉信号として取り扱われる。受信された信号は事前に白色化され、その後、最尤復号化される。最尤復号化はビタビ復号化を含むことができる。一実施形態では、最尤復号化のための事前白色化は、所望の信号を最小平均二乗誤差(MMSE)で修復し、その後、残留干渉信号および雑音を白色化することを含む。

【0011】連続して干渉を相殺することにより、システムの性能を改善することができる。より具体的には、第1および第2のデータブロックが復号化された後、復号化された信号が誤差を含むか否かが判定される。一方の復号化されたデータブロックが誤差を含み、他方のデータブロックが誤差を含まない場合、正確なデータブロック信号が再生成され、受信した信号から除去される。その後、他のデータブロックは修正された信号から再検出され、復号化される。

【0012】本発明のさらに別の態様では、MIMO OFDMシステムは、チャネルインパルス応答の空間的な相関から導出される比較的正確なチャネル遅延プロファイルを用いることにより、チャネルパラメータ推定を改善する。一般に、推定されたチャネル応答は、平均チャネル応答からの偏差に基づいて重み付けされる。相対的に正確なチャネル応答を、より大きく重み付けすることにより、チャネルパラメータ推定がより正確になる。

【0013】

【発明の実施の形態】本発明は、添付の図面とともに取り上げられる以下の詳細な説明から、より十分に理解されるようになるであろう。

【0014】全般に、本発明は、MIMOチャネルを形成するために、多数の送信アンテナおよび受信アンテナを有する直交周波数分割多重化(OFDM)システムを提供する。この構成を用いると、チャネル推定および信号検出が改善される。

$$r_j[n, k] = \sum_{i=1}^4 H_{ij}[n, k]t_i[n, k] + w_j[n, k],$$

ただし p は受信アンテナの数に対応し、 $H_{ij}[n, k]$ は、 i 番目の送信アンテナおよび j 番目の受信アンテナに対応する、時間 n における k 番目のトーンの場合のチャネル周波数応答を示し、 $w_j[n, k]$ は、 j 番目の受信アンテナ上の付加的な複素ガウス雑音を示す。雑音は、分散 σ_n^2 で平均が 0 であり、種々の時間 n 、

【0015】図4は、多数のアンテナを有するMIMO OFDMシステム100を示しており、ここでは、アンテナは、4本の送信アンテナTA1～4および複数の受信アンテナRA1～Pとして示される。4本の送信アンテナを有するMIMO OFDMシステムが示されるが、任意の数の送信アンテナを用いることができることは理解されよう。さらに、受信アンテナの数は、送信アンテナの数以上になるであろう。

【0016】MIMO OFDMシステム100は、第1のデータブロック $b_1[n, k]$ を受信する第1の空間一時間符号化器STE1と、第2のデータブロック $b_2[n, k]$ を受信する第2の空間一時間符号化器STE2とを備える。トーン k における時間 n では、2つの各データブロック、 $\{b_i[n, k] : k=0, 1, \dots\}$ ($i=1$ および 2) は、第1および第2の空間一時間符号化器STE1およびSTE2を通して、それぞれ2つの信号 $\{t_{2i+j}[n, k] : k=0, 1, \dots \& j=1, 2\}$ ($i=1$ および 2) に変換される(式1～3)。符号化された各信号は、OFDMブロックを形成する。送信アンテナTA1～4は、各信号 $t_{m_i}[n, k]$ ($i=1, \dots, 4$) によって、各逆高速フーリエ変換IFFT1～4で変調した後に、OFDM信号を送信する。

【0017】アンテナTA1～4によって送信された信号は、受信アンテナRA1～RAPによって受信される。受信された信号 $r_1[n, k], r_2[n, k], \dots, r_p[n, k]$ はそれぞれ高速フーリエ変換(FFT)サブシステムFFT1～FFT Pによって変換され、空間一時間プロセッサS TPに供給される信号を生成し、プロセッサS TPは検出された信号情報を、第1および第2の各空間一時間復号化器STD1およびSTD2に供給する。チャネルパラメータ推定器CPEは、その変換された信号を受信し、その変換された信号からチャネルパラメータ情報が判定され、その後、信号を復号化する際に用いるために空間一時間プロセッサS TPに供給される。

【0018】各受信アンテナRA1～RAPにおいて受信された信号は、4つの歪みを含んで送信された信号の重ね合わせであり、それは、 $j=1, \dots, p$ の場合に以下の式(1)において表すことができる。

【数1】

式(1)

トーン k および受信アンテナ j の場合に相関がないものと仮定される。

【0019】OFDM信号の場合の入力一出力の関係は、以下の式(2)～(4)に記載されるようなベクトル形式で表すこともできる。

【数2】

$$r[n, i] = H_1[n, k]t_1[n, k] + H_2[n, k]t_2[n, k] + w[n, k],$$

式(2)

ただし、

$$r[n, k] \triangleq \begin{pmatrix} r_1[n, k] \\ \vdots \\ r_4[n, k] \end{pmatrix}, \quad w[n, k] \triangleq \begin{pmatrix} w_1[n, k] \\ \vdots \\ w_4[n, k] \end{pmatrix}, \quad t_i[n, k] \triangleq \begin{pmatrix} t_{2i+1}[n, k] \\ t_{2i+2}[n, k] \end{pmatrix}$$

数(3)

および

$$H_i[n, k] \triangleq \begin{pmatrix} H_{2i+1, 1}[n, k] & H_{2i+2, 1}[n, k] \\ \vdots & \vdots \\ H_{2i+1, p}[n, k] & H_{2i+2, p}[n, k] \end{pmatrix}$$

【数4】

式(4)

である。

【0020】送信ダイバーシティ利得および送信された信号の検出を達成するために、空間一時間プロセッサS TPは、第1および第2の空間一時間復号化器STD1およびSTD2によって復号化するために必要とされる信号を抽出する。空間一時間プロセッサおよび空間一時間復号化器はそれぞれチャネル状態情報を必要とする。

【0021】一実施形態では、CPEは、チャネルパラメータの時間および周波数領域の相関を利用するため従来のトレーニングシーケンスを用いる。典型的なチャネル推定技術は、Y. Li等による「Channel Estimation for OFDM Systems with Transmitter Diversity in Mob

$$h(t, \tau) = \sum_k \gamma_k(t) c(\tau - \tau_k)$$

ただし τ_k は k 番目の経路の遅延であり、 $\gamma_k(t)$ は対応する複素振幅であり、 $c(t)$ は平方根レイズドコサインナイキストフィルタで形成することができる周波数応答を有する整形パルスである。車両の動きに起因して、 $\tau_k(t)$ は、広義定常(wide-sense stationary: WSS)、狭帯域複素ガウスプロセスであり、そのプロセスは各経路の場合に独立している。複素振幅 $\gamma_k(t)$ の平均電力はチャネル遅延プロファイル、例えば

$$\begin{aligned} H(t, f) &\triangleq \int_{-\infty}^{+\infty} h(t, \tau) e^{-j2\pi f \tau} d\tau \\ &= C(f) \sum_k \gamma_k(t) e^{-j2\pi f \tau_k}, \end{aligned}$$

ただし

$$C(f) \triangleq \int_{-\infty}^{+\infty} c(\tau) e^{-j2\pi f \tau} d\tau$$

である。適切な巡回拡大およびタイミングを有するOFDMシステムでは、チャネル周波数応答は、許容可能な漏れを含めて、以下の式(8)によって表すことができ

ile Wireless Channels」(IEEE Journal of Selected Areas in Comm., Vol. 17, pp.461-471, March 1999) およびY. Li等による「Simplified Channel Estimation for OFDM Systems with Multiple Transmit Antennas」(IEEE Journal of Selected Areas in Comm.)に記載されており、そのいずれも参照して本明細書に援用している。

【0022】移動体ワイヤレスチャネルインパルス応答の複素ベースバンド表現は、以下の式(5)によって記述することができる。

【数5】

式(5)

環境によって決定される、起伏のある地形(H T)および典型的な市街地(T U)に依存する。チャネルは典型的には同じ遅延プロファイルを有する。

【0023】上記の式(5)から、時間 t における周波数応答は、式(6)において以下に記載するように表すことができる。

【数6】

式(6)

【数7】

式(7)

る。

【数8】

$$H[n, k] \triangleq H(nT_f, k\Delta f) = \sum_{l=0}^{K_0-1} h[n, l] W_K^l,$$

式(8)

【外1】

ただしチャネル応答は $h[n, l] \triangleq h(nT_f, k\frac{T_s}{K})$, $W_K = \exp(-j\frac{2\pi}{K})$ であり、 K はOFDM ブロック内のトーンの数であり、 T_f および Δf はそれぞれブロック長およびトーンスペーシングであり、 T_s はOFDMのシンボル持続時間であり、 $T_s = 1 / \Delta f$ によって Δf に関係付けられる。 $l = 0, 1, \dots, K_0 - 1$ の場合のチャネル応答 $h[n, l]$ は、 WSS、狭帯域複素ガウスプロセスである。チャネル $h[n, l]$ の平均電力および指標 K_0 ($< K$) は、ワイヤレスチャネルの遅延プロファイル、例えばHTおよびTUに依存する。

【0024】本発明によれば、信号検出は、空間的に事前に白色化し、その後、最尤(ML)復号化を用いることにより改善される。多数の入力の結合検出が最適な場合があるが、それに伴って計算が複雑になるので、そのようなアプローチは実用的ではない。

【0025】結合検出とは対照的に、本発明によれば、第2のデータブロック $b_2[n, k]$ のために符号化された信号は、第1のデータブロック信号 $b_1[n, k]$ を検出し、かつ復号化する際に、干渉信号として取り扱われる。同様に、第1のデータブロック $b_1[n, k]$ のために符号化された信号は、第2のデータブロック信号 $b_2[n, k]$ を検出し、かつ復号化する際に、干渉信号として取り扱われる。さらに、送信される信号は、

$$v[n, k] = H_2[n, k]t_2[n, k] + w(n, k)$$

式(9)のベクトルは上記の式(2)～(4)から導出される。

【0027】 $v[n, k]$ が、空間的および時間的に白色である場合には、最小ユークリッド距離復号化器は、最尤(ML)復号化器と等価である。しかしながら、 $v[n, k]$ が空間的および時間的に相関がある場合には、ML復号化器のために事前白色化処理が用いられる。ML復号化器のために事前白色化処理は、当業者に

ML判定基準から、ML復号化は、以下の式(10)の値を最小にする、推定された第1のデータブロック $\{b_1[n, k]\}$ を見つけることと等価である。

【数10】

$$C(\{b_1[n, k]\}) = \sum_{k=1}^K m[n, k].$$

式(10)

ただし、最小ユークリッド距離は、以下の式(11)および(12)において定義される。

相関がない、ガウスプロセスであると見なされる。

【0026】 例えば、第2のデータブロック信号 $b_2[n, k]$ は、第3および第4の送信アンテナTA3およびTA4によって送信されており、第1のデータブロック信号 $b_1[n, k]$ を検出し、かつ復号化する際に、干渉信号として取り扱われる。それゆえ、受信機における干渉信号 $v[n, k]$ は、チャネル応答ベクトル $H_2[n, k]$ に、干渉信号のための送信される信号ベクトル $t_2[n, k]$ を掛け合わせ、それにガウス雑音 $w[n, k]$ を加えたものに等しく、以下の式(9)によって表される。

【数9】

式(9)

はよく知られており、以下に記載される。全般に、第1および第2のデータブロックのための空間-時間符号は、ML検出を容易にするために、受信機応答を平坦化するための事前白色化処理を用いて復号化される。検出されるコンステレーション点は、ユークリッド距離において最も近いシーケンスにマッピングされる。

【0028】

【外2】

【数11】

$$m[n, k] \triangleq (\mathbf{r}[n, k] - \mathbf{H}_1[n, k]\mathbf{t}_1[n, k])^H \mathbf{R}_v^{-1}[n, k] (\mathbf{r}[n, k] - \mathbf{H}_1[n, k]\mathbf{t}_1[n, k]) \quad \text{式(11)}$$

および

【数12】

$$\mathbf{R}_v[n, k] \triangleq E\{\mathbf{v}[n, k]\mathbf{v}^H[n, k]\} = \mathbf{H}_2[n, k]\mathbf{H}_2^H[n, k] + \sigma_n^2 \quad \text{式(12)}$$

当事者には知られているように、行列 $\mathbf{R}_v[n, k]$ の逆行列は、干渉チャネル応答の相互相関 $\mathbf{H}_2^H[n, k]$ から導出され、信号を白色化するため用いることができる。

【0029】その後、直接計算することにより、最小ユークリッド距離を、式(13)に記載されるように定義することができる。

【数13】

$$\begin{aligned} m[n, k] &= \mathbf{r}^H[n, k]\mathbf{R}_v^{-1}[n, k]\mathbf{r}[n, k] - \mathbf{t}_1^H[n, k]\mathbf{H}_1^H[n, k]\mathbf{R}_v^{-1}[n, k]\mathbf{r}[n, k] \\ &\quad - \mathbf{r}^H[n, k]\mathbf{R}_v^{-1}[n, k]\mathbf{H}_1[n, k]\mathbf{t}_1[n, k] \\ &\quad + \mathbf{t}_1^H[n, k]\mathbf{H}_1^H[n, k]\mathbf{R}_v^{-1}[n, k]\mathbf{H}_1[n, k]\mathbf{t}_1[n, k]. \end{aligned} \quad \text{式(13)}$$

【外3】

【数14】

 $\tilde{\mathbf{H}}[n, k]$ を以下の式(14)および(15)

$$\mathbf{H}_1^H[n, k]\mathbf{R}_v^{-1}[n, k]\mathbf{H}_1[n, k] \triangleq \tilde{\mathbf{H}}^H[n, k]\tilde{\mathbf{H}}[n, k] \quad \text{式(14)}$$

および

【数15】

$$\mathbf{L}_1[n, k] \triangleq (\mathbf{H}_1\tilde{\mathbf{H}}_1^{-1})^H\mathbf{R}_v^{-1}[n, k]. \quad \text{式(15)}$$

を満足する 2×2 の行列として表すと、最小ユークリッド距離は式(16)において表すことができるがわ

かる。

【数16】

$$\begin{aligned} m[n, k] &= \mathbf{r}^H[n, k]\mathbf{R}_v^{-1}[n, k]\mathbf{r}[n, k] - \mathbf{t}_1^H[n, k]\tilde{\mathbf{H}}_1^H[n, k]\mathbf{L}_1[n, k]\mathbf{r}[n, k] \\ &\quad - \mathbf{r}^H[n, k]\mathbf{L}_1^H[n, k]\tilde{\mathbf{H}}_1[n, k]\mathbf{t}_1[n, k] + \mathbf{t}_1^H[n, k]\tilde{\mathbf{H}}_1^H[n, k]\tilde{\mathbf{H}}_1[n, k]\mathbf{t}_1[n, k] \\ &= \mathbf{r}^H[n, k]\mathbf{R}_v^{-1}[n, k]\mathbf{r}[n, k] - \mathbf{t}_1^H[n, k]\tilde{\mathbf{H}}_1^H[n, k]\tilde{\mathbf{H}}_1[n, k]\mathbf{t}_1[n, k] \\ &\quad - \tilde{\mathbf{r}}_1^H[n, k]\tilde{\mathbf{H}}_1[n, k]\mathbf{t}_1[n, k] + \mathbf{t}_1^H[n, k]\tilde{\mathbf{H}}_1^H[n, k]\tilde{\mathbf{H}}_1[n, k]\mathbf{t}_1[n, k] \\ &= \mathbf{r}^H[n, k]\mathbf{R}_v^{-1}[n, k]\mathbf{r}[n, k] - \tilde{\mathbf{r}}_1^H[n, k]\tilde{\mathbf{r}}_1[n, k] \\ &\quad + \|\tilde{\mathbf{r}}_1[n, k] - \tilde{\mathbf{H}}_1[n, k]\mathbf{t}_1[n, k]\|^2. \end{aligned} \quad \text{式(16)}$$

ただし

【数17】

$$\tilde{\mathbf{r}}_1[n, k] \triangleq \mathbf{L}_1[n, k]\mathbf{r}[n, k]. \quad \text{式(17)}$$

【0030】

【外4】

空間一時間符号のML復号化のために、よく知られているビタビアルゴリズムを用いるとき、 $m[n, k]$ のための上記の式の最初の2項は検出されるデータとは無関係であり、第3の項、すなわち $\|\hat{r}_1[n, k] - \tilde{H}_1[n, k]t_1[n, k]\|^2$ のみが検出されるデータに関係し、ビタビアルゴリズムを用いる際にトレリスサーチの距離に影響を与える。トレリスサーチは、当業者にはよく知られている。それゆえ、ML復号化は、以下の式(18)の値を最小にする推定された第1のデータブロック $\{\hat{b}_1[n, k]\}$ を見つけることと等価である。

【数18】

$$\hat{C}(\{b_1[n, k]\}) = \sum_{k=1}^K \|\hat{r}_1[n, k] - \tilde{H}_1[n, k]t_1[n, k]\|^2. \quad \text{式(18)}$$

従って、事前に白色化した後、2送信アンテナおよび2受信アンテナシステムの場合の従来の空間一時間復号化器を用いることができる。

$$L_1[n, k] = (\tilde{H}^{-1}[n, k])^H \tilde{H}_1^H[n, k] R_v^{-1}[n, k].$$

式(19)

所望の信号 $t_1[n, k]$ の最小平均二乗誤差 (MMSE) 修復のための所定の重み行列 $H_1^{-H}[n, k] R_v^{-1}[n, k]$ は、干渉信号 $t_2[n, k]$ を抑圧する。MMSE信号修復の後、残留干渉および雑音の相關

$$E\{H_1^H[n, k]R_v^{-1}[n, k]v[n, k] (H_1^H[n, k]R_v^{-1}[n, k]v[n, k])^H\} = H_1^H[n, k]R_v^{-1}[n, k]H_1[n, k].$$

式(20)

【外5】

項 $\tilde{H}^{-1}[n, k]^H$ は残留干渉および雑音を白色化する。それゆえ、ML復号化器のための事前白色化処理は、所望の信号のMMSE修復を行った後、残留干渉および雑音を白色化することを含む。

【0032】本発明の別の態様では、全システム性能を改善するために、連続干渉相殺が用いられる。連続干渉相殺は、巡回冗長検査 (CRC) 符号および/または信号品質に基づいて行うことができる。

【0033】一実施形態では、MIMO OFDMシステムは、復号化誤差を特定するために、CRC符号に基づく連続干渉相殺を含む。第1および第2のデータブロック $b_1[n, k]$ および $b_2[n, k]$ は、上記のように復号化することができる。データブロックの一方、例えば第1のデータブロック $b_1[n, k]$ において誤差が検出され、他方のデータブロック、例えば第2のデータブロック $b_2[n, k]$ において誤差が検出されない場合には、正確な(第2の)データブロックのための符号化された信号が受信機で再生成され、受信された信

【0031】 $L_1[n, k]$ は式(19)に示されるように書き直すことができることに留意されたい。

【数19】

行列は式(20)に記載されるように表すことができる。

【数20】

号から除去される。すなわち、第2のデータブロック $b_2[n, k]$ のための符号化された信号は、受信された信号から除去され、初めに誤差を含んでいた第1のデータブロック $b_1[n, k]$ を再検出し、かつ復号化するために、より明瞭な信号を用いることができるようになる。より具体的には、第1のデータブロックは、第2のデータブロック信号からの干渉を受けることなく、再度検出し、かつ復号化することができる。

【0034】さらに別の実施形態では、MIMO OFDMシステムは、CRC符号のような誤り検出符号を含まない、データブロック信号をそれぞれ検出し、かつ復号化する。当業者には知られているように、信号品質が所定の閾値より高いことが予想される場合、システムの中には、誤り符号化を用いないものもある。本発明によ

れば、復号化された各信号は、関連するMMSEを有する。より高い品質の、例えばより低いMMSEを有する信号は、その信号が他の信号と干渉しないように除去される。

【0035】本発明の別の態様では、MIMO OFDMシステムは、比較的正確なチャネル遅延プロファイルを用いてチャネルパラメータ推定を改善することを含む。一実施形態では、多数の送信アンテナを用いるOFDMシステムのために、最適トレーニングシーケンスとともに、知られている決定型(decision-directed)チャネルパラメータ推定器を用いて、チャネル遅延プロファイルを推定することができる。例示的なパラメータ推定およびトレーニングシーケンスは、Y. (Geoffrey) Li等による「Channel Estimation for OFDM Systems with Transmitter Diversity and its Impact on High-Rate Data Wireless Networks」(IEEE Journal of Selected Areas in Comm., Vol. 17, pp. 461-471, March 1999)およびY. Li等による「Simplified Channel Estimat

チャネルインパルス応答 $h_{ij} [n, l]$ は、時間領域および周波数領域のチャネルパラメータの相関を用いて推定することができる。推定されたチャネルインパルス応答 $\hat{h}_{ij} [n, l]$ は、式(21)において以下に示されるように、離散フーリエ変換(DFT)を用いて再構成することができる。

【数21】

$$\hat{H}_{ij} [n, k] = \sum_{l=0}^{K_s-1} \hat{h}_{ij} [n, l] W_K^k$$

式(21)

【外7】

ただし $\hat{h}_{ij} [n, l]$ は正確なチャネルパラメータ $h_{ij} [n, l]$ を含み、 W_K^{-k} は、上記の式(5)に記載され、推定誤差 $e_{ij} [n, l]$ は以下の式(22)で表される。

【数22】

$$\hat{h}_{ij} [n, l] = h_{ij} [n, l] + e_{ij} [n, l]$$

式(22)

推定誤差 $e_{ij} [n, l]$ は、平均値0で分散 σ^2 を有するガウス分布をとることができる。パラメータ推定品質は、以下の式(23)において定義される正規化され

$$NMSE \triangleq \frac{E\|\hat{H}_{ij} [n, k] - H_{ij} [n, k]\|^2}{E\|H_{ij} [n, k]\|^2}$$

式(23)

従って、チャネル応答のためのNMSEは、式(24)に記載されるように表すことができる。

$$NMSE_r = K_s \sigma^2$$

その場合、NMSEは式(25)に示されるように正規化されているものと仮定する。

ion for OFDM Systems with Multiple Transmit Antennas」に記載される。その推定されたチャネル遅延プロファイルを用いて、チャネルパラメータ推定値を判定する。

【0036】一般に、チャネルプロファイルの時間および周波数相関を用いると、チャネルパラメータ推定値がより正確に推定される。より具体的には、経時的な変化が比較的遅いので、チャネルプロファイルは時間的に相関をとられる。同様に、隣接チャネルは類似の周波数応答を有するので、周波数に関して相関をとられる。例えば、平均チャネルインパルス応答を判定することにより、その平均からの偏差が、各チャネルインパルス応答を重み付けするための基準を形成することができる。この重み付け構成を用いると、チャネル遅延推定値をより正確に推定し、チャネルパラメータ推定を改善することができる。

【0037】

【外6】

【数23】

チャネルインパルス応答 $h_{ij} [n, l]$ は、時間領域および周波数領域のチャネルパラメータの相関を用いて推定することができる。推定されたチャネルインパルス応答 $\hat{h}_{ij} [n, l]$ は、式(21)において以下に示されるように、離散フーリエ変換(DFT)を用いて再構成することができる。

たMSE(NMSE)で測定することができる。

【数24】

【数24】

【数25】

式(24)

$$\sum_{l=0}^{K_o-1} E\|h_{ij}[n, l]\|^2 = \sum_{l=0}^{K_o-1} \sigma_l^2 = 1 \quad , \quad \text{式(25)}$$

ただし、

【数26】

$$\sigma_l^2 \triangleq E\|h_{ij}[n, l]\|^2$$

チャネル遅延プロファイル、すなわち $l = 0, \dots, K_o - 1$ の場合の σ_l^2

は知られており、それが $h_{ij}[n, l]$ からチャネル周波数応答を再構成するために用いられる場合には、 $H_{ij}[n, k]$ の NMSE を著しく低減することができる。この場合、重み付けファクタ α_1 が、以下に記載される式(26)に示されるような推定されたチャネル応答の NMSE を最小にするように選択される場合には、

【数27】

$$\hat{H}_{ij}[n, k] \triangleq \sum_{l=0}^{K_o-1} \alpha_l \hat{h}_{ij}[n, l] W_K^{kl}$$

式(26)

最適な重み付けファクタ α_1 は、式(27)において定義することができる。

$$\alpha_l = \frac{\frac{\sigma_l^2}{\sigma_1^2 + \sigma^2}}{\sum_{m=0}^{K_o-1} \frac{\sigma_m^2}{\sigma_m^2 + \sigma^2}}$$

式(27)は、1に、受信アンテナにわたって平均されたチャネル応答推定値の電力に対する雑音電力の比を加えた和の逆数、すなわち $1 / (1 + \sigma^2 / \sigma_1^2)$ とし

$$\text{NMSE}_o = \frac{\sigma^2 \sum_{m=0}^{K_o-1} \frac{\sigma_m^2}{\sigma_m^2 + \sigma^2}}{\sum_{m=0}^{K_o-1} \frac{\sigma_m^2}{\sigma_m^2 + \sigma^2}}$$

式(27)

て表すこともでき、その結果生成される NMSE は式(28)において表される。

【数29】

式(28)

【0039】

【外9】

チャネル遅延プロファイルは環境に依存し、それゆえ通常、システムのユーザにはわからない。しかしながら、MIMO OFDMシステムの場合、種々の送信あるいは受信アンテナに対応するチャネルは、同じ遅延プロファイルを有するはずである。従って、 $\sigma_l^2 = E\|h_{ij}[n, l]\|^2$ は、以下の式(29)において示されるような、4本の送信アンテナと4本の受信アンテナによって形成されるチャネルに対して推定されるチャネルインパルス応答を平均することにより推定することができる。

【数30】

$$\hat{\sigma}_l^2 = \frac{1}{4p} \sum_{i=1}^4 \sum_{j=1}^p |\hat{h}_{ij}[n, l]|^2$$

式(29)

【0040】推定された分散を用いると、チャネル遅延プロファイル推定値はより正確になり、チャネルパラメータ推定が改善されるようになる。

【0041】

【実施例】本発明による典型的な MIMO OFDM システムがシミュレートされた。知られている典型的な市街地 (T U) および起伏のある地形 (H T) 遅延プロファイルがそれぞれ、5、40、100 および 200 Hz

のドップラ周波数で用いられた。種々の送信および受信アンテナに対応するチャネルは、同じ統計的性質を有する。4本の送信アンテナと種々の数の受信アンテナとを用いて、4入力多出力OFDMシステムを形成した。

【0042】OFDM信号を構成するために、全チャネル帯域幅、1.25MHzが、256サブチャネルに分割される。両端のそれぞれ2つのサブチャネルはガードトーンとして用いられ、残り(252トーン)は、データを送信するために用いられる。互いに直交するトーンを形成するために、シンボル持続時間は約204.8μsecである。付加的な20.2μsecガードインターバルは、チャネルマルチパス遅延スプレッドに起因する、シンボル間干渉から保護するために用いられる。この結果、全ブロック長T_fは約225μsecになり、サブチャネルシンボルレートr_bは4.44kbit/sになる。

【0043】4PSKとともに16状態空間-時間符号が用いられる。各データブロックは、500ビットを含み、2つの異なるブロックに符号化され、各ブロックは厳密に252シンボルを有し、OFDMブロックを形成する。それゆえ、OFDMシステムは、4本の送信アンテナを有し、2空間-時間コードワード(全1000ビット)を送信することができる。各タイムスロットは、100OFDMブロックを含み、最初のブロックはトレーニングのために、残りの9ブロックはデータ伝送のために用いられる。従って、そのシステムは、1.25MHzチャネルにわたって4Mbit/sの速度でデータを送信することができる。すなわち、その送信効率は3.2ビット/秒/Hzである。

【0044】図5A～図6Bは、種々のチャネル遅延プロファイル、受信アンテナの数、および検出技術を用いる、本発明によるMIMO OFDMシステムのシミュレートされた性能を示す。図5Aは、性能改善に関するインターリーブ処理の効果を例示する。インターリーブを行うことにより、10%WERを達成するために必要とされるSNRは、TUチャネルの場合に1.5dBだけ、HTチャネルの場合に0.7dBだけ改善される。HTチャネルは、インターリーブ前にはTUチャネルより優れたダイバーシティを有するため、インターリーブ処理は、HTチャネルの場合、TUチャネルの場合よりも小さな利得しか持たない。

【0045】図6A～図6Bは、種々の検出技術の場合のインターリーブ処理を有するシステムのWERを比較する。図に示されるように、CRCおよび信号品質(MMSE)に基づく連続干渉相殺を用いるシステムは、それぞれ2.5dBおよび1.8dBだけ10%WERのために必要とされるSNRを低減することができる。図5A～図5Bの全ての性能曲線は、4本の送信アンテナと4本の受信アンテナとを有するOFDMの場合を示す。受信アンテナの数が増えると、図6A～図6Bに見

られるように、性能が改善される。具体的には、受信アンテナの数が4本から6本に増える場合には、TUあるいはHTチャネルのいずれのOFDMシステムも、約4dBだけ性能が改善されるであろう。

【0046】図7A～図7Bは、40Hzのドップラ周波数の種々のチャネルの場合の、理想的なチャネルパラメータおよび推定されるチャネルパラメータを有するMIMO OFDMシステムの性能を比較する。図7Aから、10%WERのために必要とされるSNRは、連続干渉抑圧および空間-時間符号化のための推定されたチャネルパラメータを用いるMIMO OFDMシステムの場合に10～11dBであり、それは、信号検出および符号化の場合の理想的なチャネルパラメータを用いる場合よりも1.5～2dB高くなる。さらに多くの受信アンテナを用いると、図7Bに示されるように、性能が改善される。具体的には、推定されたチャネルパラメータを用いるシステムの場合、10%WERのために必要とされるSNRは、受信アンテナの数を4本から6本、および6本から8本に増やしたときに、それぞれ4.5dBおよび2dBだけ改善される。

【0047】図8A～図8Dは、種々のドップラ周波数を有するOFDMシステムの性能を比較する。ドップラ周波数が高くなると、チャネル推定誤差が大きくなり、それゆえシステムは、より劣化するようになる。4本の送信アンテナおよび4本の受信アンテナを用いるMIMO OFDMシステムの場合、10%WERのために必要とされるSNRは、ドップラ周波数が40Hzから100Hzに上昇するときに、2.4dBだけ劣化する。しかしながら、さらに受信アンテナを増やすと、劣化は低減される。10本の受信アンテナを用いる場合には、その劣化はわずか約0.4dBである。

【0048】本発明は、システム容量を増加させる多入力多出力(MIMO)システムを構成するために、複数の送信アンテナおよび受信アンテナを有するOFDMシステムを提供する。ML復号化および連続干渉相殺のための事前白色化技術が開示される。4入力/4出力OFDMシステムにこれらの技術を用いると、正味のデータ伝送速度は、1.25MHzワイヤレスチャネルにわたって4Mbit/sに達するようになり、10%WERのために必要とされる10～12dB SNRは、無線環境および500ビットまでのワード長の場合の信号検出技術による。本発明によるMIMO OFDMシステムは、高データ速度のワイヤレスシステムにおいて、有效地に使用することができる。

【0049】当業者には、上記の実施形態に基づく本発明のさらに別の特徴および利点は理解されよう。従って、本発明は、添付の請求の範囲によって示されるものを除いて、具体的に図示および説明されてきた内容に限定されるべきではない。全ての刊行物および引用された参考文献は、その全体を参照して特に本明細書に援用し

ている。

[0050]

【発明の効果】上記のように本発明によれば、受信機において、事前白色化し、その後最尤復号化を用いて空間一時間符号を復号化することにより、スペクトル効率のよい広帯域幅の通信を行うことができるMIMO OFDMシステムを実現することができる。またそのMIMO OFDMシステムは、チャネル遅延プロファイル推定を判定し、それを用いて、より正確なチャネルパラメータ推定を達成することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】従来の直交周波数分割多重化（OFDM）システムを示すブロック図である。

【図2】図1のOFDMシステムにおいて用いられるサブチャネルを示す従来のグラフである。

【図3】図1のOFDMシステムにおいて用いられる直交サブキャリアを示す従来のグラフである。

【図4】本発明によるMIMO OFDMシステムの一部のブロック図である。

【図5A】種々のチャネル遅延プロファイルおよび検出技術を有する本発明によるMIMO OFDMシステムのグラフである。

【図5B】種々のチャネル遅延プロファイルおよび検出

技術を有する本発明によるMIMO OFDMシステムのグラフである。

【図6A】種々の受信アンテナの数および検出技術を有する本発明によるMIMO OFDMシステムのグラフである。

【図6B】種々の受信アンテナの数および検出技術を有する本発明によるMIMO OFDMシステムのグラフである。

【図7A】理想的なチャネルパラメータおよび推定されたチャネルパラメータを有する本発明のMIMO OFDMシステムを比較するグラフである。

【図7B】理想的なチャネルパラメータおよび推定されたチャネルパラメータを有する本発明のMIMO OFDMシステムを比較するグラフである

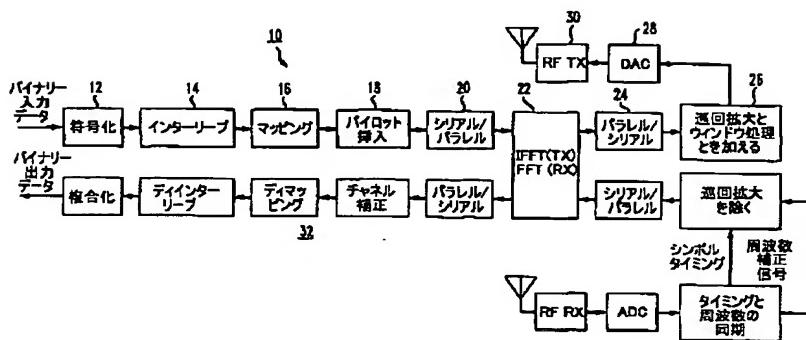
【図8A】種々のドップラ周波数を有する本発明によるMIMO OFDMシステムのグラフである。

【図8B】種々のドップラ周波数を有する本発明によるMIMO-OFDMシステムのグラフである。

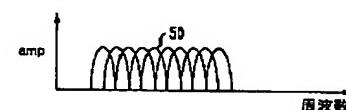
【図8C】種々のドップラ周波数を有する本発明によるMIMO OFDMシステムのグラフである。

【図8D】種々のドップラ周波数を有する本発明によるMIMO OFDMシステムのグラフである。

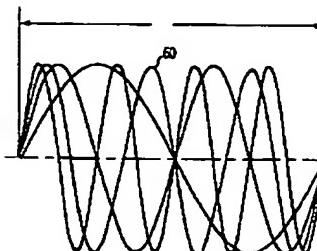
【図1】



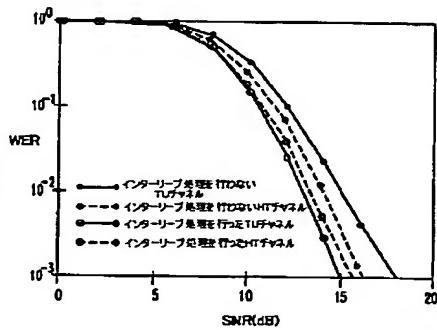
【図2】



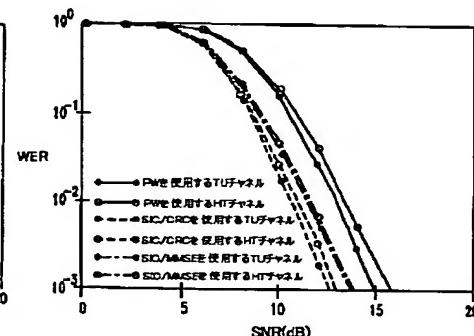
〔図3〕



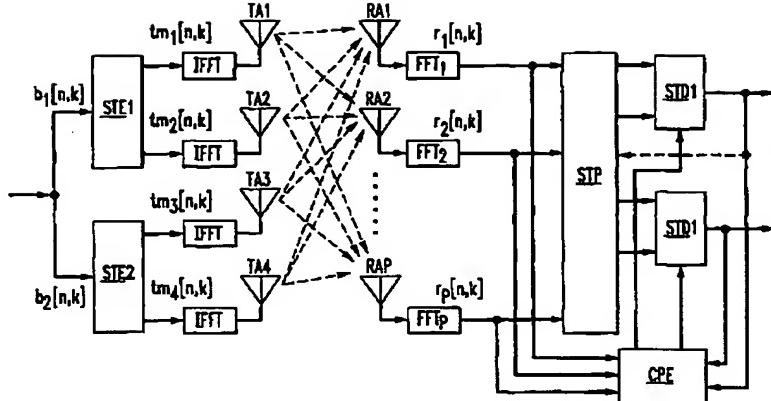
【図5A】



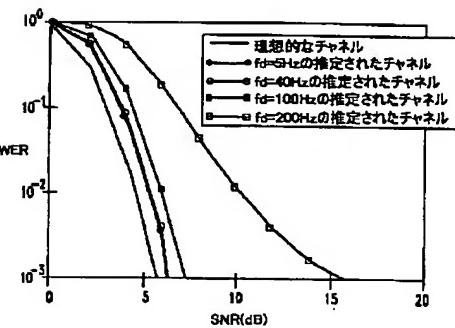
【図5B】



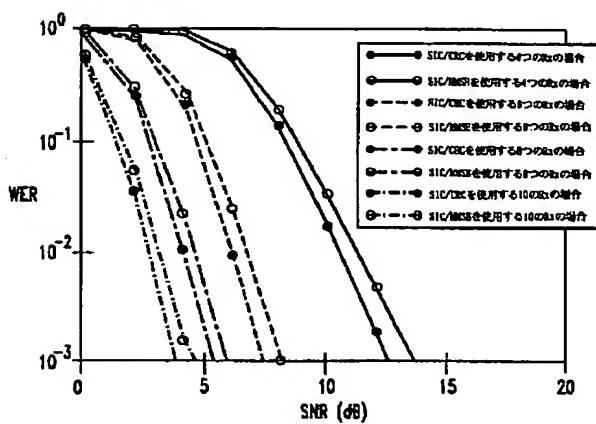
【図4】



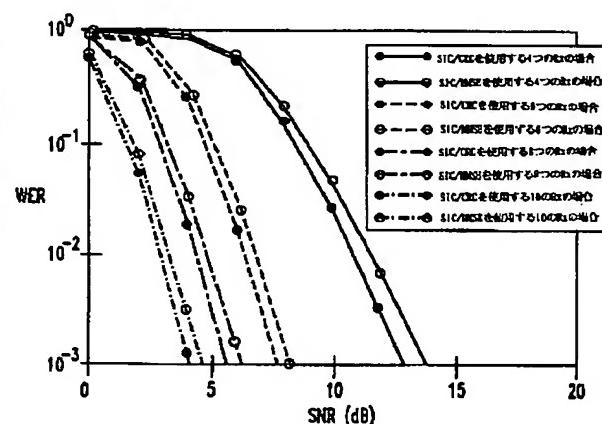
【図8 C】



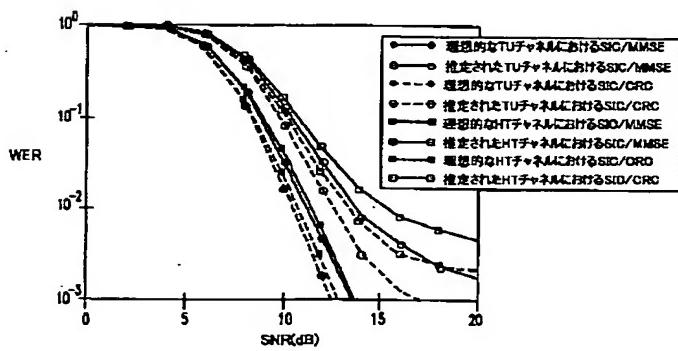
【図6 A】



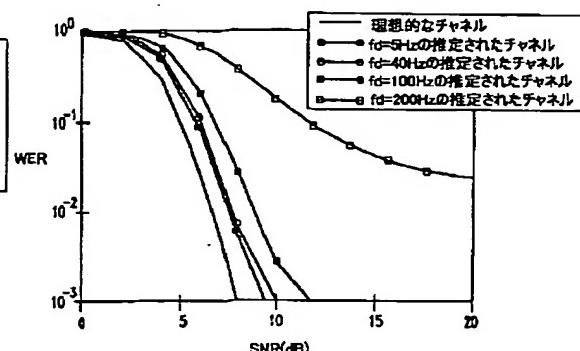
【図6 B】



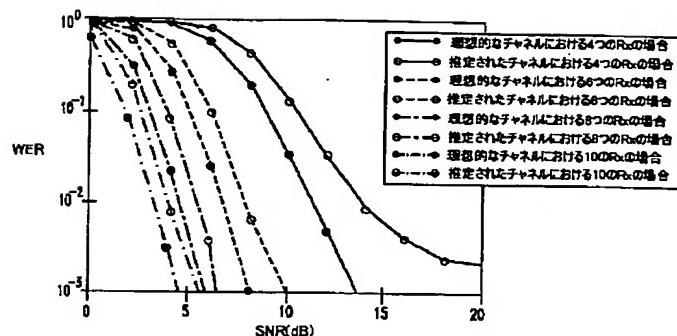
【図7 A】



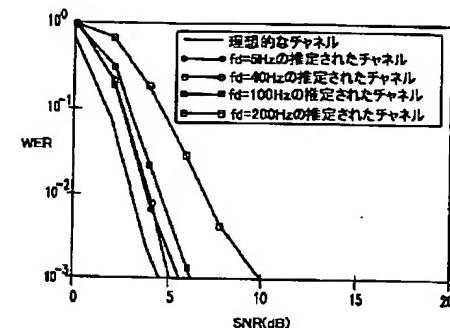
【図8 B】



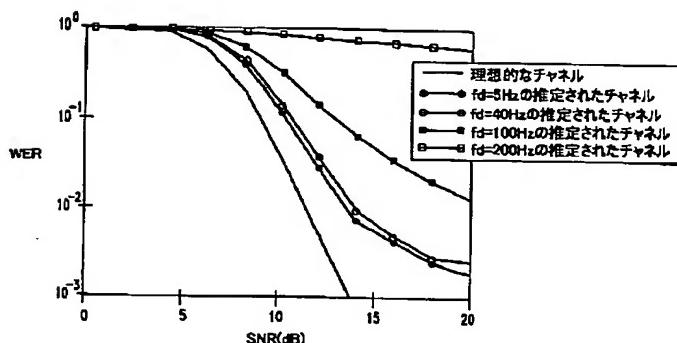
【図7B】



【図8D】



【図8A】



フロントページの続き

(72)発明者 ネルソン レイ ソールンバーガー
アメリカ合衆国 07727 ニュージャーシ
イ, ファーミングデール, クランベリー
ロード 193

(72)発明者 ジャック ハリマン ウィンターズ
アメリカ合衆国 07748 ニュージャーシ
イ, ミドルタウン, オールド ワゴン ロ
ード 103

F ターム(参考) 5K022 DD01 DD23 DD33 DD38
5K059 CC02 CC03 DD31

BEST AVAILABLE COPY